

S/N Unknown

PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: TODA et al. Examiner: Unknown  
Serial No.: Unknown Group Art Unit: Unknown  
Filed: Concurrent herewith Docket No.: 12844.0071US01  
Title: DC-AC CONVERTER, AND METHOD FOR SUPPLYING AC POWER


CERTIFICATE UNDER 37 CFR 1.10:

"Express Mail" mailing label number: EV 372669518 US

Date of Deposit: March 22, 2004

I hereby certify that this paper or fee is being deposited with the U.S. Postal Service "Express Mail Post Office to Addressee" service under 37 CFR 1.10 on the date indicated above and is addressed to Commissioner for Patents, P.O. Box 1450, Alexandria, VA 22313-1450.

By:

  
Name: Teresa Anderson

SUBMISSION OF PRIORITY DOCUMENT

Commissioner for Patents  
P.O. Box 1450  
Alexandria, VA 22313-1450

Dear Sir:

Applicants enclose herewith one certified copy of a Japanese application, Serial No. 2003-146060, filed May 23, 2003, the right of priority of which is claimed under 35 U.S.C. § 119.

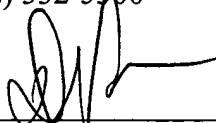
Respectfully submitted,

MERCHANT & GOULD P.C.  
P.O. Box 2903  
Minneapolis, Minnesota 55402-0903  
(612) 332-5300



Dated: March 22, 2004

By



Douglas P. Mueller  
Reg. No. 30,300

DPM/ame

日 本 国 特 許 庁  
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日            2 0 0 3 年   5 月 2 3 日  
Date of Application:

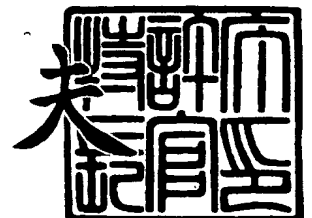
出 願 番 号            特 願 2 0 0 3 - 1 4 6 0 6 0  
Application Number:  
[ST. 10/C]:            [ J P 2 0 0 3 - 1 4 6 0 6 0 ]

出   願   人            ローム株式会社  
Applicant(s):

2 0 0 3 年   7 月 2 8 日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今 井 康 夫



出証番号   出証特 2 0 0 3 - 3 0 5 9 7 4 3

【書類名】 特許願

【整理番号】 03-00164

【提出日】 平成15年 5月23日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02M 7/5395  
H05B 41/24

【発明の名称】 直流－交流変換装置、及び交流電力供給方法

【請求項の数】 6

【発明者】

【住所又は居所】 愛知県一宮市今伊勢新神戸乾 4 6 - 1 シティハイツ馬  
寄 2 0 3 I I

【氏名】 戸田 広樹

【発明者】

【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内

【氏名】 福本 憲一

【発明者】

【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内

【氏名】 青柳 陽介

【発明者】

【住所又は居所】 京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地 ローム株式会社内

【氏名】 藤田 浩幸

【特許出願人】

【識別番号】 000116024

【氏名又は名称】 ローム株式会社

【代表者】 佐藤 研一郎

**【代理人】****【識別番号】** 100083231**【住所又は居所】** 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミネ  
ルバ国際特許事務所**【弁理士】****【氏名又は名称】** 紋田 誠**【選任した代理人】****【識別番号】** 100112287**【住所又は居所】** 東京都港区新橋 2 丁目 1 0 番 5 号 末吉ビル 5 階 ミ  
ネルバ国際特許事務所**【弁理士】****【氏名又は名称】** 逸見 輝雄**【手数料の表示】****【予納台帳番号】** 016241**【納付金額】** 21,000円**【提出物件の目録】****【物件名】** 明細書 1**【物件名】** 図面 1**【物件名】** 要約書 1**【包括委任状番号】** 9901021**【プルーフの要否】** 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 直流－交流変換装置、及び交流電力供給方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 センタータップ付き一次巻線と少なくとも 1 つの二次巻線とを持ち、前記センタータップが直流電源の第 1 電位点に接続される変圧器と、

前記一次巻線の一端と前記直流電源の第 2 電位点との間に接続され、前記一次巻線に第 1 方向に電流を流すための第 1 半導体スイッチと、

前記一次巻線の他端と前記第 2 電位点との間に接続され、前記一次巻線に第 2 方向に電流を流すための第 2 半導体スイッチと、

前記一次巻線の他端と前記センタータップ間に直列に接続された第 1 コンデンサと第 3 半導体スイッチと、

前記一次巻線の一端と前記センタータップ間に直列に接続された第 2 コンデンサと第 4 半導体スイッチと、

前記二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出するための電流検出回路と

前記電流検出回路の検出電流に基づいて形成された帰還信号と三角波信号列とを比較して、パルス幅変調信号を発生するパルス幅変調回路と、

前記パルス幅変調信号に基づいて、前記第 1 半導体スイッチをオンさせる第 1 スイッチ駆動信号、前記第 2 半導体スイッチをオンさせる第 2 スイッチ駆動信号、前記第 3 半導体スイッチをオンさせる第 3 スイッチ駆動信号、前記第 4 半導体スイッチをオンさせる第 4 スイッチ駆動信号を発生するスイッチ駆動信号出力用のロジック回路とを備え、

前記第 1 ～第 4 スイッチ駆動信号は、前記三角波信号列の三角波信号の 1 つ置きに、前記第 1 半導体スイッチと前記第 3 半導体スイッチの第 1 組半導体スイッチ群と前記第 2 半導体スイッチと前記第 4 半導体スイッチの第 2 組半導体スイッチ群が交互にオンし、且つ前記第 1 組半導体スイッチ群と前記第 2 組半導体スイッチ群が交互にオンする間に前記第 1 乃至第 4 半導体スイッチが全てオフするオフ期間を設けるタイミングで、発生されることを特徴とする直流－交流変換装置。

【請求項 2】 前記第 1 及び第 3 半導体スイッチは、前記三角波信号列の 1 つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続し、

前記第 2 及び第 4 半導体スイッチは、前記三角波信号列の前記第 1 及び第 3 半導体スイッチがオンする三角波信号とは異なる 1 つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続することを特徴とする、請求項 1 記載の直流-交流変換装置。

【請求項 3】 前記第 1 半導体スイッチは、前記三角波信号列の 1 つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続し、

前記第 2 半導体スイッチは、前記三角波信号列の前記第 1 半導体スイッチがオンする三角波信号とは異なる 1 つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続し、

前記第 3 半導体スイッチは、前記第 1 半導体スイッチがオンするより早く、且つ前記第 2 半導体スイッチがオンを終了してから所定時間後にオンし、前記第 1 半導体スイッチがオンしている間はオンを継続し、

前記第 4 半導体スイッチは、前記第 2 半導体スイッチがオンするより早く、且つ前記第 1 半導体スイッチがオンを終了してから所定時間後にオンし、前記第 2 半導体スイッチがオンしている間はオンを継続することを特徴とする、請求項 1 記載の直流-交流変換装置。

【請求項 4】 前記第 1 半導体スイッチ乃至第 4 半導体スイッチは、MOS 電界効果トランジスタであることを特徴とする、請求項 1 乃至 3 記載の直流-交流変換装置。

【請求項 5】 オン時間とオフ時間との比を調整可能なパルス列形状のバースト制御信号を形成し、このバースト制御信号により前記第 1～前記第 4 スイッチ駆動信号を発生あるいは停止させることを特徴とする、請求項 1 乃至 4 記載の直流-交流変換装置。

【請求項 6】 センタータップ付き一次巻線と少なくとも 1 つの二次巻線とを持つ変圧器の二次巻線に接続された負荷に、直流電源の電源電圧を変換した交

流電力を供給する電力供給方法であって、

前記センタータップを前記直流電源の第 1 電位点に接続し、

前記一次巻線の一端と前記直流電源の第 2 電位点との間に、前記一次巻線に第 1 方向に電流を流すための第 1 半導体スイッチを接続し、

前記一次巻線他端と前記直流電源の第 2 電位点との間に、前記一次巻線に第 2 方向に電流を流すための第 2 半導体スイッチを接続し、

前記一次巻線他端と前記センタータップ間に第 1 コンデンサと第 3 半導体スイッチとを直列に接続し、

前記一次巻線の一端と前記センタータップ間に、第 2 コンデンサと第 4 半導体スイッチとを直列に接続し、

電流検出回路により前記二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出し、

前記電流検出回路の検出電流に基づいて帰還信号を形成し、その帰還信号と三角波信号列とを比較して、パルス幅変調信号を発生し、

前記パルス幅変調信号に基づいて、前記第 1 半導体スイッチをオンさせる第 1 スイッチ駆動信号、前記第 2 半導体スイッチをオンさせる第 2 スイッチ駆動信号、前記第 3 半導体スイッチをオンさせる第 3 スイッチ駆動信号、前記第 4 半導体スイッチをオンさせる第 4 スイッチ駆動信号を発生させ、

前記第 1 ～第 4 スイッチ駆動信号は、前記三角波信号列の三角波信号の 1 つ置きに、前記第 1 半導体スイッチと前記第 3 半導体スイッチの第 1 組半導体スイッチ群と前記第 2 半導体スイッチと前記第 4 半導体スイッチの第 2 組半導体スイッチ群が交互にオンし、且つ前記第 1 組半導体スイッチ群と前記第 2 組半導体スイッチ群が交互にオンする間に前記第 1 乃至第 4 半導体スイッチが全てオフするオフ期間を設けるタイミングで、発生されることを特徴とする、交流電力供給方法。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【0001】

#### 【発明の属する技術分野】

本発明は、電気機器付属の電源アダプタや、バッテリーなどの直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生する直流－交流変換装置（以下、インバー

ターという）、及び交流電力供給方法に関する。

#### 【0002】

##### 【従来の技術】

ノートパソコンの液晶モニタや、液晶テレビ受像機などの液晶ディスプレイのバックライト光源として、冷陰極蛍光灯（CCFL）が用いられるようになってきている。このCCFLは、通常の熱陰極蛍光灯よりも一般的に高い効率と長い寿命を持っており、そして、熱陰極蛍光灯が持っているフィラメントを省いている。

#### 【0003】

このCCFLを起動及び動作させるためには、高い交流電圧を必要とする。例えば、起動電圧は約1000Vであり、動作電圧は約600Vである。この高い交流電圧を、インバーターを用いて、ノートパソコンや液晶テレビ受像機などの直流電源から発生させる。

#### 【0004】

以前から、CCFL用インバーターとして、ロイヤー（Royce）回路が一般的に用いられている。このロイヤー回路は、可飽和磁芯変圧器、制御トランジスタなどから構成され、そして、可飽和磁芯変圧器の非線形透磁率、制御トランジスタの非線形電流ゲイン特性により自己発振する。ロイヤー回路自身は外部クロックやドライバー回路を必要としない。

#### 【0005】

しかし、ロイヤー回路は、基本的には一定電圧インバーターであり、入力電圧や負荷電流が変化する場合には一定出力電圧を維持できない。したがって、ロイヤー回路に電力を供給するためのレギュレータを必要とする。このようなことから、ロイヤー回路を用いたインバーターは、小型化が難しく、また、電力変換効率も低い。

#### 【0006】

センタータップに直流電圧が供給される一次巻線と交流電圧出力用の二次巻線を持つセンタータップ型変圧器を用いたインバーターが提案されている（特許文献1及び特許文献2参照）。



**【0007】**

特許文献1のインバーターは、一次巻線のセンタータップに直流電圧が供給され、一次巻線の各端とグラウンド間にそれぞれ半導体スイッチを有しており、それらの半導体スイッチが交互にオン・オフされる。そのインバーターに供給する直流電圧を、PWM制御するPWM制御装置を設けている。そして、PWM制御装置による直流電流の制御により、インバーターから負荷へ供給する電力の制御を行う。

**【0008】**

特許文献2のインバーターは、センタータップに直流電源が接続された1次巻線、交流電圧出力用の2次巻線、フィードバック用の3次巻線を有する昇圧トランスと、その昇圧トランスの1次巻線の両端間に接続され、この1次巻線のインダクタンスとの間でLC共振回路を構成する共振コンデンサと、一端側がその共振コンデンサの異なる端部にそれぞれ接続され他端側がアースされ、3次巻線の出力電圧により交互にオン、オフされる一対の半導体スイッチと、そのLC共振回路内に接続された可変インダクタを備えている。そして、可変インダクタのインダクタンスを制御することにより、インバーターの出力電圧を制御する。

**【0009】****【特許文献1】**

特表2002-500427号公報

**【0010】****【特許文献2】**

特開平6-14556号公報

**【0011】****【発明が解決しようとする課題】**

従来のロイヤー回路を用いたものでは小型化が難しく、また、変換効率も低い問題がある。特許文献1のものでは、インバーターとは別に、そのインバーターに供給する直流電圧をPWM制御するためのPWM制御装置を必要とするから、直流-交流変換装置全体としての構造が複雑になり、また小型化が難しい。また、特許文献2のものでは、LC共振回路内に接続された可変インダクタを備え、

そのインダクタンスを制御して出力電圧を制御するから、構造が複雑になり、また小型化が難しい。

### 【0012】

そこで、本発明は、直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生するためのインバーターであって、直流電圧が供給されるセンタータップ付き一次巻線を持つ変圧器を用いて、簡素な構成で、負荷への電力供給をきめ細かく調整可能にする、インバーターを提供することを目的とする。

### 【0013】

#### 【課題を解決するための手段】

請求項1記載のインバーターは、センタータップ付き一次巻線と少なくとも1つの二次巻線とを持ち、前記センタータップが直流電源の第1電位点に接続される変圧器と、

前記一次巻線の一端と前記直流電源の第2電位点との間に接続され、前記一次巻線に第1方向に電流を流すための第1半導体スイッチと、

前記一次巻線の他端と前記第2電位点との間に接続され、前記一次巻線に第2方向に電流を流すための第2半導体スイッチと、

前記一次巻線の他端と前記センタータップ間に直列に接続された第1コンデンサと第3半導体スイッチと、

前記一次巻線の一端と前記センタータップ間に直列に接続された第2コンデンサと第4半導体スイッチと、

前記二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出するための電流検出回路と

前記電流検出回路の検出電流に基づいて形成された帰還信号と三角波信号列とを比較して、パルス幅変調信号を発生するパルス幅変調回路と、

前記パルス幅変調信号に基づいて、前記第1半導体スイッチをオンさせる第1スイッチ駆動信号、前記第2半導体スイッチをオンさせる第2スイッチ駆動信号、前記第3半導体スイッチをオンさせる第3スイッチ駆動信号、前記第4半導体スイッチをオンさせる第4スイッチ駆動信号を発生するスイッチ駆動信号出力用のロジック回路とを備え、

前記第1～第4スイッチ駆動信号は、前記三角波信号列の三角波信号の1つ置きに、前記第1半導体スイッチと前記第3半導体スイッチの第1組半導体スイッチ群と前記第2半導体スイッチと前記第4半導体スイッチの第2組半導体スイッチ群が交互にオンし、且つ前記第1組半導体スイッチ群と前記第2組半導体スイッチ群が交互にオンする間に前記第1乃至第4半導体スイッチが全てオフするオフ期間を設けるタイミングで、発生されることを特徴とする。

請求項2記載のインバーターは、請求項1記載のインバーターにおいて、前記第1及び第3半導体スイッチは、前記三角波信号列の1つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続し、

前記第2及び第4半導体スイッチは、前記三角波信号列の前記第1及び第3半導体スイッチがオンする三角波信号とは異なる1つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続することを特徴とする。

請求項3記載のインバーターは、請求項1記載のインバーターにおいて、前記第1半導体スイッチは、前記三角波信号列の1つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続し、

前記第2半導体スイッチは、前記三角波信号列の前記第1半導体スイッチがオンする三角波信号とは異なる1つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と前記帰還信号とが等しくなるまでオンを継続し、

前記第3半導体スイッチは、前記第1半導体スイッチがオンするより早く、且つ前記第2半導体スイッチがオンを終了してから所定時間後にオンし、前記第1半導体スイッチがオンしている間はオンを継続し、

前記第4半導体スイッチは、前記第2半導体スイッチがオンするより早く、且つ前記第1半導体スイッチがオンを終了してから所定時間後にオンし、前記第2半導体スイッチがオンしている間はオンを継続することを特徴とする。

請求項4記載のインバーターは、請求項1乃至3記載のインバーターにおいて、前記第1半導体スイッチ乃至第4半導体スイッチは、MOS電界効果トランジ

スタであることを特徴とする。

請求項 5 記載のインバーターは、請求項 1 乃至 4 記載のインバーターにおいて、オン時間とオフ時間との比を調整可能なパルス列形状のバースト制御信号を形成し、このバースト制御信号により前記第 1 ～前記第 4 スイッチ駆動信号を発生あるいは停止させることを特徴とする。

請求項 6 記載の交流電力供給方法は、センタータップ付き一次巻線と少なくとも 1 つの二次巻線とを持つ変圧器の二次巻線に接続された負荷に、直流電源の電源電圧を変換した交流電力を供給する電力供給方法であって、

前記センタータップを前記直流電源の第 1 電位点に接続し、

前記一次巻線の一端と前記直流電源の第 2 電位点との間に、前記一次巻線に第 1 方向に電流を流すための第 1 半導体スイッチを接続し、

前記一次巻線他端と前記直流電源の第 2 電位点との間に、前記一次巻線に第 2 方向に電流を流すための第 2 半導体スイッチを接続し、

前記一次巻線他端と前記センタータップ間に第 1 コンデンサと第 3 半導体スイッチとを直列に接続し、

前記一次巻線の一端と前記センタータップ間に、第 2 コンデンサと第 4 半導体スイッチとを直列に接続し、

電流検出回路により前記二次巻線に接続された負荷に流れる電流を検出し、

前記電流検出回路の検出電流に基づいて帰還信号を形成し、その帰還信号と三角波信号列とを比較して、パルス幅変調信号を発生し、

前記パルス幅変調信号に基づいて、前記第 1 半導体スイッチをオンさせる第 1 スイッチ駆動信号、前記第 2 半導体スイッチをオンさせる第 2 スイッチ駆動信号、前記第 3 半導体スイッチをオンさせる第 3 スイッチ駆動信号、前記第 4 半導体スイッチをオンさせる第 4 スイッチ駆動信号を発生させ、

前記第 1 ～第 4 スイッチ駆動信号は、前記三角波信号列の三角波信号の 1 つ置きに、前記第 1 半導体スイッチと前記第 3 半導体スイッチの第 1 組半導体スイッチ群と前記第 2 半導体スイッチと前記第 4 半導体スイッチの第 2 組半導体スイッチ群が交互にオンし、且つ前記第 1 組半導体スイッチ群と前記第 2 組半導体スイッチ群が交互にオンする間に前記第 1 乃至第 4 半導体スイッチが全てオフするオ

フ期間を設けるタイミングで、発生されることを特徴とする、交流電力供給方法。

#### 【0014】

##### 【発明の実施の形態】

以下、図面を参照して、本発明の、直流電源から負荷を駆動するための交流電圧を発生するインバーター、及び交流電力供給方法の実施の形態について説明する。

#### 【0015】

図1は、センタータップ付き一次巻線と二次巻線とを持つ絶縁変圧器、半導体スイッチ回路を用いて、PWM制御する本発明の実施の形態に係るインバーターの全体構成を示す図である。図2は、そのためのインバーター制御用ICの内部構成を示す図である。

#### 【0016】

図1において、変圧器TRは、一次巻線107がセンタータップTと一端の端子（以下、第1端子）Aと他端の端子（以下、第2端子）Bを持ち、負荷に交流電力を供給する二次巻線108を持つ絶縁変圧器である。この変圧器TRのセンタータップTに直流電源電圧VCCが供給される。この直流電源電圧VCCは、共通電位点であるグランドとの間の電圧であり、電池電源BATから供給されている。

#### 【0017】

第1半導体スイッチであるN型MOSFET（以下、NMOS）101は、変圧器TRの一次巻線107への第1方向の電流経路を形成するためのスイッチである。また、第2半導体スイッチであるNMOS102は、変圧器TRの一次巻線107への第2方向の電流経路を形成するためのスイッチである。このNMOS101とNMOS102が交互にオンされることにより、変圧器TRの一次巻線107に交番電流が流れる。

#### 【0018】

また、一次巻線107のセンタータップTと第2端子Bとの間に、第1コンデンサ105と第3半導体スイッチであるP型MOSFET（以下、PMOS）1

03との直列回路が接続される。このPMOS103は、基本的にはNMOS101に同期してオンするように制御される。同様に、一次巻線107のセンタータップTと第1端子Aとの間に、第2コンデンサ104と第4半導体スイッチであるPMOS104との直列回路が接続される。このPMOS104は、基本的にはNMOS102に同期してオンするように制御される。

#### 【0019】

これらのNMOS101、NMOS102、PMOS103、PMOS104は、それぞれボディダイオード（即ち、バックゲートダイオード）を有している。このボディダイオードにより、本来の電流経路と逆方向の電流を流すことができる。なお、ボディダイオードと同様の機能を果たすダイオードを別に設けてもよい。

#### 【0020】

直流電源BATの電源電圧VCCがNMOS101、NMOS102を介して変圧器TRの一次巻線107に供給され、その2次巻線108に巻線比に応じた高電圧が誘起される。この誘起された高電圧が負荷である冷陰極蛍光灯FLに供給されて、冷陰極蛍光灯FLが点灯する。なお、PMOS103、PMOS104は、コンデンサ105、106とともに、異常なピーク過電圧の抑制、フライバックエネルギーの回収などの役割を果たす。

#### 【0021】

コンデンサ111、コンデンサ112は、抵抗117、抵抗118とともに、冷陰極蛍光灯FLに印加される電圧を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。抵抗114、抵抗115は、冷陰極蛍光灯FLに流れる電流を検出して、コントローラIC200にフィードバックするものである。また、コンデンサ111は、そのキャパシタンスと変圧器TRのインダクタンス成分とで共振させるためのものであり、この共振には冷陰極蛍光灯FLの寄生キャパシタンスも寄与する。113、116、119、120は、ダイオードである。また、151、152は電源電圧安定用のコンデンサである。

#### 【0022】

コントローラIC200は複数の入出力ピンを有している。第1ピン1Pは、

PWMモードと間欠動作（以下、バースト）モードの切替端子であり、外部からそれらモードの切替及びバーストモード時のデューティ比を決定するデューティ信号 DUTY が入力される。第2ピン 2P は、バーストモード発振器（BOSC）の発振周波数設定容量接続端子であり、設定用コンデンサ 131 が接続され、バースト用三角波信号 BCT が発生する。

#### 【0023】

第3ピン 3P は、PWMモード発振器（OSC）の発振周波数設定容量接続端子であり、設定用コンデンサ 132 が接続され、PWM用三角波信号 CT が発生する。第4ピン 4P は、第3ピン 3P の充電電流設定抵抗接続端子であり、設定用抵抗 133 が接続され、その電位 RT と抵抗値に応じた電流が流れる。第5ピン 5P は、接地端子であり、グランド電位 GND にある。

#### 【0024】

第6ピン 6P は、第3ピン 3P の充電電流設定抵抗接続端子であり、設定用抵抗 134 が接続され、内部回路の制御によりこの抵抗 134 が設定用抵抗 133 に並列に接続されるかあるいは切り離され、その電位 SRT はグランド電位 GND か、第4ピン 4P の電位 RT になる。第7ピン 7P は、タイマーラッチ設定容量接続端子であり、内部の保護動作の動作時限を決定するためのコンデンサ 135 が接続され、コンデンサ 135 の電荷に応じた電位 SCP が発生する。

#### 【0025】

第9ピン 9P は、抵抗 140 を介して、冷陰極蛍光灯 FL に流れる電流に応じた電流検出信号（以下、検出電流）IS が入力され、第1誤差増幅器に入力される。第8ピン 8P は、第1誤差増幅器出力端子であり、この第8ピン 8P と第9ピン 9P との間にコンデンサ 136 が接続される。第8ピン 8P の電位が帰還電圧 FB となり、PWM制御のための制御電圧になる。以下、各電圧は、特に断らない限り、グランド電位を基準としている。

#### 【0026】

第10ピン 10P は、抵抗 139 を介して、冷陰極蛍光灯 FL に印加される電圧に応じた電圧検出信号（以下、検出電圧）VS が入力され、第2誤差増幅器に入力される。第10ピン 10P には、コンデンサ 137 が第8ピン 8P との間に

接続される。

#### 【0027】

第11ピン11Pは、起動及び起動時間設定端子であり、抵抗143とコンデンサ142により、起動信号STが遅延されノイズを抑制された信号STBが印加される。第12ピン12Pは、スロースタート設定容量接続端子であり、コンデンサ141がグランドとの間に接続され、起動時に徐々に上昇するスロースタート用の電圧SSが発生する。

#### 【0028】

第13ピン13Pは、同期用端子であり、他のコントローラICと協働させる場合に、それと接続される。第14ピン14Pは、内部クロック入出力端子であり、他のコントローラICと協働させる場合に、それと接続される。

#### 【0029】

第15ピン15Pは、外付けFETドライブ回路のグランド端子である。第16ピン16Pは、NMOS102のゲート駆動信号N1を出力する端子である。第17ピン17Pは、NMOS104のゲート駆動信号N2を出力する端子である。第18ピン18Pは、PMOS103のゲート駆動信号P2を出力する端子である。第19ピン19Pは、PMOS101のゲート駆動信号P1を出力する端子である。第20ピン20Pは、電源電圧VCCを入力する電源端子である。

#### 【0030】

コントローラIC200の内部構成を示す図2において、OSCブロック201は、第3ピン3Pに接続されたコンデンサ132と第4ピン4Pに接続された抵抗133、134により決定されるPWM三角波信号CTを発生し、PWM比較器214に供給すると共に、内部クロックを発生しロジックブロック203に供給する。

#### 【0031】

BOSCブロック202は、バースト用三角波信号発振回路であり、第2ピン2Pに接続されたコンデンサ131により決定されるバースト用三角波信号BCTを発生する。BCT周波数は、CT周波数より、著しく低く設定される（BCT周波数<CT周波数）。第1ピン1Pに供給されるアナログ（直流電圧）のデ



ューティ信号 DUTY と三角波信号 BCT を比較器 221 で比較し、この比較出力でオア回路 239 を介して、NPN トランジスタ（以下、NPN）234 を駆動する。なお、第 1 ピン 1P にデジタル（PWM 形式）のデューティ信号 DUTY が供給される場合には、第 2 ピン 2P に抵抗を接続し BOSC ブロック 202 からバースト用所定電圧を発生させる。

#### 【0032】

ロジックブロック 203 は、PWM 制御信号などが入力され、所定のロジックにしたがってスイッチ駆動信号を生成し、出力ブロック 204 を介して、ゲート駆動信号 P1, P2, N1, N2 を、PMOS 101、103、NMOS 102, 104 のゲートに印加する。

#### 【0033】

スロースタートブロック 205 は、起動信号 ST が入力され、コンデンサ 142、抵抗 143 により緩やかに上昇する電圧 STB である比較器 217 への入力がある基準電圧 Vref6 を越えると、比較器 217 の出力により起動する。比較器 217 の出力は、ロジックブロック 203 を駆動可能にする。なお、249 は、反転回路である。また、比較器 217 の出力により、オア回路 243 を介してフリップフロップ（FF）回路 242 をリセットする。スタートブロック 205 が起動すると、スロースタート電圧 SS が徐々に上昇し、PWM 比較器 214 に比較入力として入力される。したがって、起動時には、PWM 制御は、スロースタート電圧 SS にしたがって行われる。

#### 【0034】

なお、起動時に、比較器 216 は、入力が基準電圧 Vref5 を越えた時点で、オア回路 247 を介して、NMOS 246 をオフする。これにより、抵抗 134 を切り離し、PWM 用三角波信号 CT の周波数を変更する。また、オア回路 247 には、比較器 213 の出力も入力される。

#### 【0035】

第 1 誤差増幅器 211 には、冷陰極蛍光灯 FL の電流に比例した検出電流 IS が入力され、基準電圧 Vref2（例、1.25v）と比較され、その誤差に応じた出力により、定電流源 I1 に接続された NPN 235 を制御する。この NP

N235のコレクタは第8ピン8Pに接続されており、この接続点の電位が帰還電圧FBとなり、PWM比較器214に比較入力として入力される。

#### 【0036】

PWM比較器214では、三角波信号CTと、帰還電圧FBあるいはスロースタート電圧SSの低い方の電圧とを比較して、PWM制御信号を発生し、アンド回路248を介してロジックブロック203に、供給する。起動終了後の定常状態では、三角波信号CTと帰還電圧FBとが比較され、設定された電流が冷陰極蛍光灯FLに流れるように自動的に制御される。

#### 【0037】

なお、第8ピン8Pと第9ピン9Pとの間には、コンデンサ136が接続されているから、帰還電圧FBは滑らかに増加あるいは減少する。したがって、PWM制御はショックなく、円滑に行われる。

#### 【0038】

第2誤差増幅器212には、冷陰極蛍光灯FLの電圧に比例した検出電圧VSが入力され、基準電圧Vref3（例、1.25v）と比較され、その誤差に応じた出力により、ダブルコレクタの一方が定電流源I1に接続されたダブルコレクタ構造のNPN238を制御する。このNPN238のコレクタはやはり第8ピン8Pに接続されているから、検出電圧VSによっても 帰還電圧FBが制御される。なお、帰還電圧FBが基準電圧Vref1（例、3v）を越えると、PNPトランジスタ（以下、PNP）231がオンし、帰還電圧FBの過上昇を制限する。

#### 【0039】

比較器215は、電源電圧VCCを抵抗240、241で分圧した電圧と基準電圧Vref7（例、2.2v）とを比較し、電源電圧VCCが所定値に達した時点でその出力を反転し、オア回路243を介してFF回路242をリセットする。

#### 【0040】

比較器218は、スロースタート電圧SSを基準電圧Vref8（例、2.2v）と比較し、電圧SSが大きくなるとアンド回路244及びオア回路239を

介してNPN234をオンする。NPN234のオンにより、ダイオード232が電流源I2により逆バイアスされ、その結果第1誤差増幅器211の通常動作を可能にする。

#### 【0041】

比較器219は、ダブルコレクタの他方が定電流源I3に接続されたNPN238が第2誤差増幅器212によりオンされると、その電圧が基準電圧Vref9（例、3.0v）より低下し、比較出力が反転する。比較器220は、帰還電圧FBを基準電圧Vref10（例、3.0v）と比較し、帰還電圧FBが高くなると、比較出力が反転する。比較器219、220の出力及び比較器218の出力の反転信号をオア回路245を介してタイマーブロック206に印加し、所定時間を計測して出力する。このタイマーブロック206の出力により、FF242をセットし、このFF回路242のQ出力によりロジックブロック203の動作を停止する。

#### 【0042】

次に、以上のように構成されるインバーターの動作を、PWM制御及びそのバースト制御について説明する。

#### 【0043】

デューティ信号DUTYがバースト用三角波信号BCTを越えている間（ON DUTY）は、PWM制御が行われる。一方、デューティ信号DUTYがバースト用三角波信号BCTを下回っている間（OFF DUTY）は、PWM制御が停止され、冷陰極蛍光灯FLへの電力供給は停止される。

#### 【0044】

PWM用三角波信号CTの周波数は例えば50kHzであり、これを周波数が例えば150Hzの三角波信号BCTでバースト制御するから、視覚上で何らの問題はない。そして、デューティ信号DUTYの大きさを制御することにより、PWM制御のみによって冷陰極蛍光灯FLへ供給可能な範囲を超えて、さらに広範囲に電力供給、即ち光量の制御を行うことができる。

#### 【0045】

具体的に回路動作を見ると、デューティ信号DUTYがバースト用三角波信号

BCTを下回っている間は、比較器221の出力は低(L)レベルにあり、NPN234はオフしている。

#### 【0046】

これにより、ダイオード232が定電流源I2により順バイアスされ、第1誤差増幅器211の入力は高い値になり、NPNトランジスタ235がオンされ、帰還電圧FBは低い電圧に規制される。

#### 【0047】

PWM比較器214は、2つの負(-)入力の中のより低い方の電圧と、正(+)の三角波信号CTとが比較される。従って、この場合には、PWM制御信号は出力されない。

#### 【0048】

次に、デューティ信号DUTYがバースト用三角波信号BCTを上回ると、NPN234はオンし、ダイオード232は逆バイアスされてオフする。このとき、検出電圧ISは低い値にあるから、第1誤差増幅器211は入力される検出電圧ISに応じた出力を発生し、NPN235の導通度を制御する。そのNPN235のコレクタ電圧、即ち帰還電圧FBは、第8、第9ピン間に接続されているコンデンサ136の作用により、緩やかに上昇して行き、本来の帰還に応じた定常値に達する。これにより、PWM比較器214からPWM制御信号がロジックブロック203に供給されて、ゲート駆動信号P1~N2が出力されて、NMOS101、102がPWM制御される。これと同期して、PMOS103、104が制御される。

#### 【0049】

PWM制御時のロジックブロック203、出力ブロック204におけるゲート駆動信号P1~N2の形成ロジックを、図3の第1例のタイミングチャート、図4の各タイミングにおける動作状態を参照して、詳しく説明する。また、本発明の作用を、図5の波形図を参照して説明する。

#### 【0050】

パルス幅変調信号、即ちPWM用三角波信号CTと帰還電圧FB、に基づいて、第1半導体スイッチであるNMOS101を駆動する第1ゲート駆動信号N1

と、第2半導体スイッチであるNMOS102を駆動する第2ゲート駆動信号N2と、第3半導体スイッチであるPMOS103を駆動する第3ゲート駆動信号P1と、第4半導体スイッチであるPMOS104を駆動する第4ゲート駆動信号P2とが、出力ブロック204から出力される。

#### 【0051】

これらのゲート駆動信号P1～N2は、三角波信号列CTの三角波信号の1つ置きに、NMOS101とPMOS103の第1組半導体スイッチ群とNMOS102とPMOS104の第2組半導体スイッチ群が交互にオンし、且つ第1組半導体スイッチ群と第2組半導体スイッチ群が交互にオンする間にNMOS101～PMOS104が全てオフするオフ期間を設けるタイミングで、発生される。

#### 【0052】

具体的には、NMOS101及びPMOS103は、三角波信号列CTの1つおきの三角波信号の一方頂点（但し、帰還信号FBより低い側）の時点でオンし、その直後の三角波信号と帰還信号FBとが等しくなるまでオンを継続する。また、NMOS102及びPMOS104は、三角波信号列CTのNMOS101及びPMOS103がオンする三角波信号とは異なる1つおきの三角波信号の一方頂点（但し、帰還信号FBより低い側）の時点でオンし、その直後の三角波信号と帰還信号FBとが等しくなるまでオンを継続する。

#### 【0053】

図3の区間iにおいて、ゲート駆動信号N1はHレベルであり、NMOS101がオンし、一次巻線107にはセンタータップTから第1端子Aを通過して第1方向に、直流電源BAT（電源電圧VCC）から電流が流れている。この状態が、図4（a）に示されている。また、ゲート駆動信号P1はLレベルにあり、PMOS103がオンするから、センタータップTから他端側端子（以下、第2端子）Bの一次巻線107と、第1コンデンサC1とPMOS103とによるループが形成され、図示矢印方向に電流が流れる。第1端子Aの電圧（以下、A点電圧）Vaは、グランド電圧GNDである。

#### 【0054】

区間iiになると、ゲート駆動信号N1がLレベルになり、ゲート駆動信号P1がHレベルになり、NMOS101～PMOS104は、全てオフになる。この状態が、図4(b)に示されている。この区間iiでは、変圧器TRの蓄積エネルギーにより、第1方向の電流が、NMOS102のボディダイオード、第2端子B、センタータップTを介して直流電源BAT（電源電圧VCC）に流れる。一方、同じく、変圧器TRの蓄積エネルギーにより、第2コンデンサ106、PMOS104のボディダイオード、センタータップT、第1端子Aのループを電流が流れる。この状態では、A点電圧Vaは、電源電圧VCCの2倍に、ボディダイオードによる降下電圧Vfを加算した電圧、 $2 \times VCC + Vf$ 、になる。

#### 【0055】

区間iiの後半になって、変圧器TRの蓄積エネルギーによる第1方向の電流が零になると、区間ii'として破線で示すようにA点電圧Vaは電源電圧VCCになる。このように電流が零になる状態は、パルス幅変調信号のデューティファクターが小さいとき、即ちゲート駆動信号P1～N2のオン信号期間が短いときに発生することがある。この場合には、一次巻線107の電流の方向を切り替える以前に、一次巻線107に流れる電流が零の状態が形成される。

#### 【0056】

区間iiiにおいて、ゲート駆動信号N2はHレベルであり、NMOS102がオンし、一次巻線107にはセンタータップTから第2端子Bを通過して第2方向に、直流電源BAT（電源電圧VCC）から電流が流れている。この状態が、図4(c)に示されている。また、ゲート駆動信号P2はLレベルにあり、PMOS104がオンするから、センタータップTから第1端子Aの一次巻線107と、第2コンデンサ106とPMOS104とによるループが形成され、図示矢印方向に電流が流れる。A点電圧Vaは、電源電圧VCCの2倍（ $2 \times VCC$ ）である。

#### 【0057】

区間ivになると、ゲート駆動信号N2がLレベルになり、ゲート駆動信号P2がHレベルになり、NMOS101～PMOS104は、全てオフになる。この状態が、図4(d)に示されている。この区間ivでは、変圧器TRの蓄積エネル

ギーにより、第2方向の電流が、NMOS101のボディダイオード、第1端子A、センタータップTを介して直流電源BAT（電源電圧VCC）に流れる。一方、同じく、変圧器TRの蓄積エネルギーにより、第1コンデンサ105、PMOS103のボディダイオード、センタータップT、第2端子Bのループを電流が流れる。この状態では、A点電圧Vaは、グラウンド電圧より、ボディダイオードによる降下電圧Vfだけ低い電圧、 $-Vf$ 、になる。

#### 【0058】

区間ivの後半になって、変圧器TRの蓄積エネルギーによる第2方向の電流が零になると、区間ii' におけると同様に、区間iv' として破線で示すようにA点電圧Vaは電源電圧VCCになる。なお、第2端子BのB点電圧は、各区間i～ivにおいて、A点電圧Vaと逆になる。

#### 【0059】

図5は、A点電圧Vaと、冷陰極蛍光灯FLに流れる負荷電流Ioの特性を測定したものである。図5（a）は、図1の第1の実施の形態における、A点電圧Vaと負荷電流Ioであり、図5（b）は、PMOS103と第1コンデンサ105との直列回路、及びPMOS104と第2コンデンサ106との直列回路を図1に設けない場合のA点電圧Vaと負荷電流Ioである。

#### 【0060】

本発明の特性を示す図5（a）では、A点電圧Vaの上限は、電源電圧VCCの2倍の電圧にボディダイオードによる降下電圧Vfを加えた電圧（ $2 \times VCC + Vf$ ）になっている。これに対して、PMOS103、104とコンデンサ105、106との直列回路を設けない場合の特性を示す図5（b）では、A点電圧Vaは、区間iiに入ったときに、非常に高いスパイク状の異常電圧Vpeakが発生する。この異常電圧Vpeakは、電源電圧VCCの5～6倍程度になることが測定されている。

#### 【0061】

この異常電圧Vpeakが発生する場合には、その異常電圧Vpeakに耐え得る高耐圧設計の素子を使用する必要があるし、また、その異常電圧Vpeakが周囲へのノイズ発生源となってしまう。

## 【0062】

本発明では、一次巻線107のセンタータップTと両端A、B間に、PMOS 103、104とコンデンサ105、106との直列回路を設ける。そして、PMOS 103、104、を、NMOS 101、102と所定の関係で同期させてオンする。これにより、簡易な構成で、負荷への電力供給をきめ細かく調整するとともに、切替時の異常な高電圧の発生を防止し、耐圧の低い回路素子を使用しインバーターを構成できる。また、フライバックエネルギーの回収も行われるから、電力変換効率も向上する。

## 【0063】

図6は、図1の本発明の実施の形態に係るインバーターにおいて、PMOS 103、104のオンになるタイミングを図3のタイミングチャートとは異ならせた第2例のタイミングチャートである。図7は、図6の各タイミングにおける動作状態を示す図である。

## 【0064】

この図6は、図3とは、PMOS 103、104のオンになるタイミングが異なるだけで、その他は同じである。

## 【0065】

図6において、ゲート駆動信号N1で駆動されるNMOS 101は、三角波信号列CTの1つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と帰還信号FBとが等しくなるまでオンを継続する。

## 【0066】

ゲート駆動信号N2で駆動されるNMOS 102は、NMOS 101がオンする三角波信号とは異なる1つおきの三角波信号の一方頂点の時点でオンし、その直後の三角波信号と帰還信号FBとが等しくなるまでオンを継続する。

## 【0067】

PMOS 103は、NMOS 101がオンするより早く、且つNMOS 102がオンを終了してから所定時間T<sub>off</sub>後にオンし、NMOS 101がオンしている間はオンを継続する。

## 【0068】



PMOS 104は、NMOS 102がオンするより早く、且つNMOS 101がオンを終了してから所定時間 $T_{off}$ 後にオンし、NMOS 102がオンしている間はオンを継続する。

#### 【0069】

所定時間 $T_{off}$ は、NMOS 101、102、PMOS 103、104が全てオフしている期間を確保するために設けられている。区間iiにおいては、所定時間 $T_{off}$ が経過した後に、PMOS 104がオンする。また、区間ivにおいては、所定時間 $T_{off}$ が経過した後に、PMOS 103がオンする。

#### 【0070】

この状態は、図7 (b)、(d) おいて、PMOS 104、103は、初期の段階の期間 $T_{off}$ ではオフされておりそのボディダイオードを介して電流が流れ、期間 $T_{off}$ の後にはオンされることを示している。

#### 【0071】

このようにNMOS 101、102のオンに先行して、PMOS 103、104をオンさせることにより、電流がPMOS 103、104のボディダイオードを流れる期間を短くし、その降下電圧 $V_f$ 分の損失を低減することができる。

#### 【0072】

図8～図9は、図1におけるインバータの主回路構成を変更した他の実施の形態を示す図である。

#### 【0073】

図8は、第3半導体スイッチであるPMOS 103と第1コンデンサ105との直列回路の接続の順序、及び第4半導体スイッチであるPMOS 104と第2コンデンサ106との直列回路の接続の順序を、図1のものと逆にしたものである。この図8の主回路構成によっても同様にインバータ動作を行う。

#### 【0074】

図9は、図8における第3半導体スイッチ103、及び第4半導体スイッチ104としてNMOSを用いるものである。このように構成することにより、第1～第4半導体スイッチ101～104を全てNMOSとすることができるから、価格、面積などの点でより有利なインバータを構成することができる。この場合

には、第3半導体スイッチ103、第4半導体スイッチ104をNMOSとすることに伴い、インバーター制御用IC200から、第3及び第4半導体スイッチ103、104を、図3および図6におけると同様のタイミングで適切に駆動するためのゲート駆動信号N3、N4を供給する。

#### 【0075】

図10は、変圧器TRのセンタータップTが共通電位点であるグラウンドに接続される。電池電源BATから供給されている直流電源電圧VCCは、第1半導体スイッチであるNMOS101を介して、第1端子Aに接続され、変圧器TRの一次巻線107への第1方向の電流経路を形成する。また、直流電源電圧VCCは、第2半導体スイッチであるNMOS102を介して、第2端子Bに接続され、変圧器TRの一次巻線107への第2方向の電流経路を形成する。

#### 【0076】

また、一次巻線107のセンタータップTと第2端子Bとの間に、第1コンデンサ105と第3半導体スイッチであるNMOS103との直列回路が接続される。同様に、一次巻線107のセンタータップTと第1端子Aとの間に、第2コンデンサ106と第4半導体スイッチであるNMOS104との直列回路が接続される。

#### 【0077】

これら第1～第4半導体スイッチ101～104は、図1における第1～第4半導体スイッチ101～104と同様にオン及びオフされる。なお、この図10において、第1、第2半導体スイッチ101、102をそれぞれPMOSとすることができる。

#### 【0078】

この図10の場合にも、第1～第4半導体スイッチ101～104を、図3および図6におけると同様のタイミングで適切に駆動するためのゲート駆動信号N3、N4を、インバーター制御用IC200から、を供給する。

#### 【0079】

以上の説明では、第1～第4半導体スイッチとしてMOSFETを用いることとして説明した。この第1～第4半導体スイッチとしては、駆動信号によりオン

、オフされ、ボディダイオードを有するものであれば良く、或いは、スイッチにボディダイオードと同様の機能を果たすダイオードを別に設けたものでもよい。

#### 【0080】

##### 【発明の効果】

本発明によれば、直流電源から、負荷を駆動するための交流電圧を発生するためのインバーターにおいて、直流電源電圧が供給されるセンタータップ付き一次巻線を持つ変圧器を用い、その一次巻線の各端と共通電位点間に交互にオンされる第1、第2半導体スイッチを設け、負荷に流れる電流を帰還して各半導体スイッチをパルス幅変調（PWM）制御することにより、簡易な構成で、負荷への電力供給をきめ細かく調整することができる。

#### 【0081】

また、一次巻線のセンタータップと両端間に、第1コンデンサと第3半導体スイッチとの直列回路及び第2コンデンサと第4半導体スイッチとの直列回路を接続して、これら第3、第4半導体スイッチを第1、第2半導体スイッチと同期させてオンすることにより、切替時の異常な高電圧の発生を防止する。これにより、耐圧の低い回路素子を使用して、インバーターを構成することができる。

#### 【0082】

また、半導体スイッチをMOSトランジスタとすることにより、そのボディダイオード（即ち、バックゲートダイオード）の作用を有効に利用することができる。

#### 【0083】

また、第1、第2半導体スイッチのオンに先行して、第3、第4半導体スイッチをオンさせることにより、電流が半導体スイッチのボディダイオードを流れる期間を短くし、その降下電圧分の損失を低減することができる。

#### 【0084】

また、パルス幅変調制御と共に、オン時間とオフ時間との比を調整可能なバースト制御を行うことにより、パルス幅変調制御の限界を超えて、負荷への供給電力を広範囲に調整することができる。

##### 【図面の簡単な説明】

**【図 1】**

本発明の第 1 実施の形態に係るインバーターの全体構成図。

**【図 2】**

図 1 のためのインバーター制御用 IC の内部構成図。

**【図 3】**

図 1 のインバーターの第 1 例のタイミングチャート。

**【図 4】**

図 3 の各タイミングにおける動作状態を示す図。

**【図 5】**

本発明の作用を、従来のものと対比して説明するための波形図。

**【図 6】**

図 1 のインバーターの第 2 例のタイミングチャート。

**【図 7】**

図 6 の各タイミングにおける動作状態を示す図。

**【図 8】**

図 1 のインバータの主回路構成を変更した他の例を示す図。

**【図 9】**

図 1 のインバータの主回路構成を変更した別の他の例を示す図。

**【図 10】**

図 1 のインバータの主回路構成を変更したさらに別の他の例を示す図。

**【符号の説明】**

TR センタータップ付き変圧器

FL 冷陰極蛍光灯

BAT 直流電源

101～104 第 1～第 4 半導体スイッチ

P1、P2、N1、N2 ゲート駆動信号

200 インバーター制御用 IC

CT PWM用三角波信号

Fb 帰還電圧

I S 検出電圧

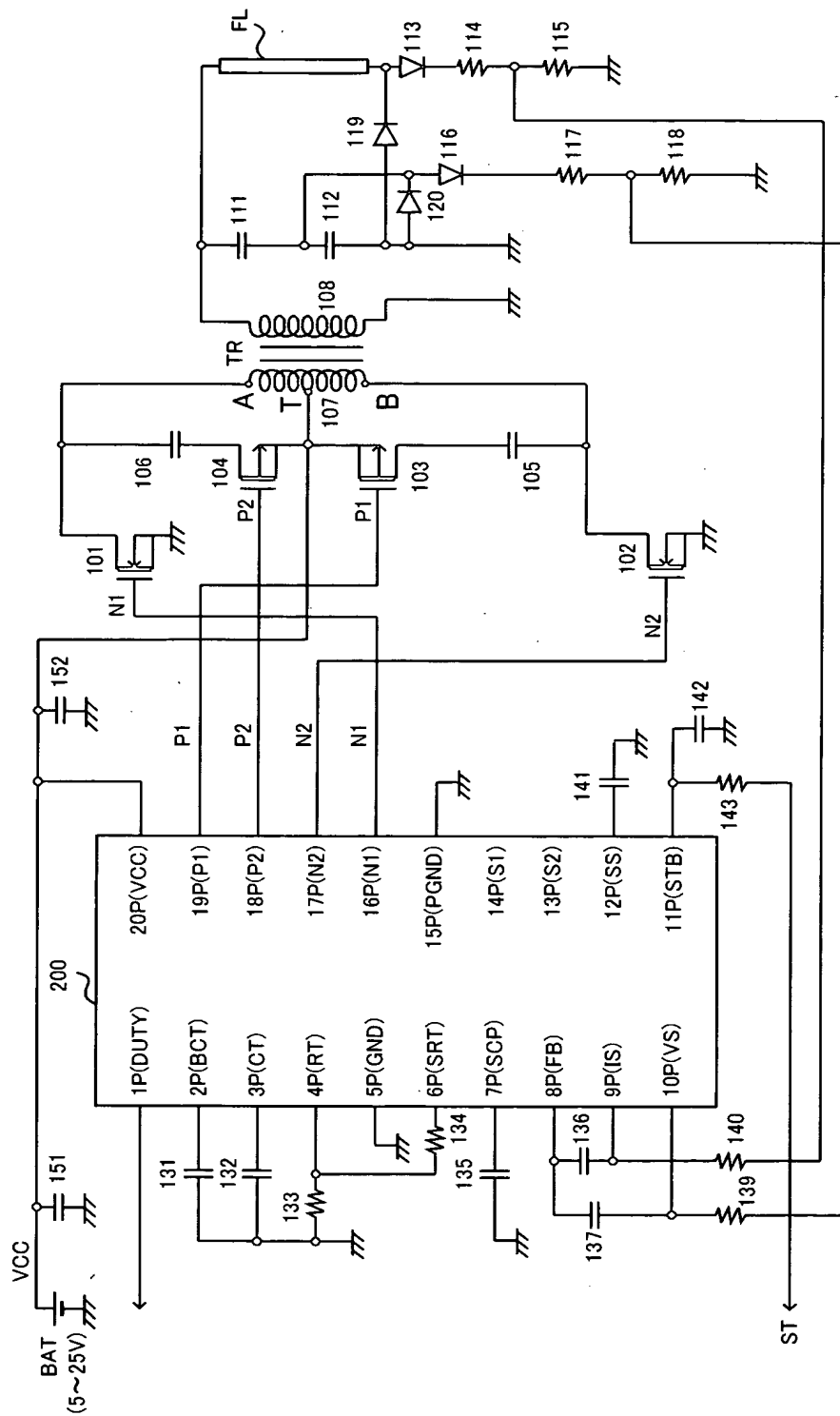
B C T バースト用三角波信号

D U T Y バースト用デューティ信号

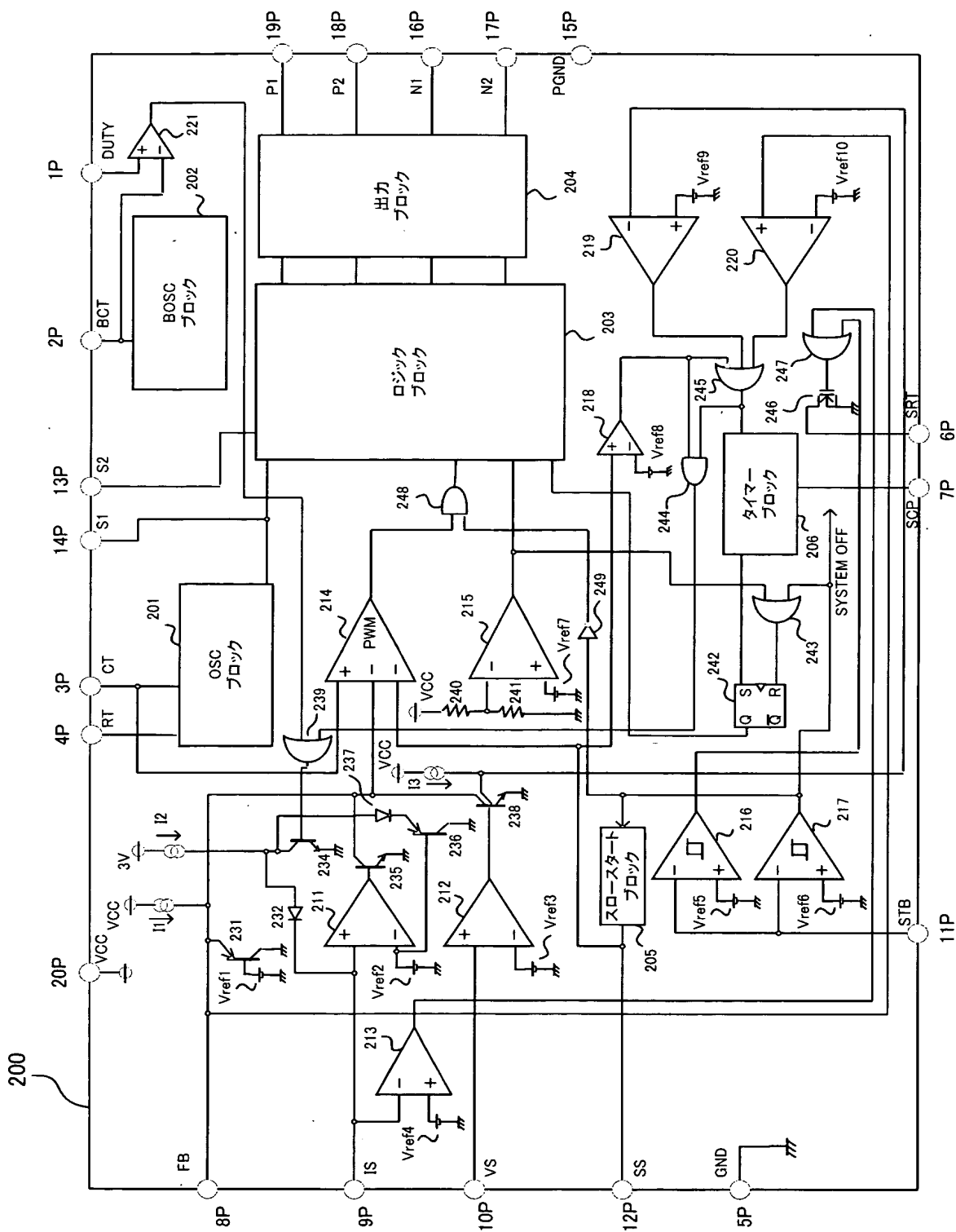
【書類名】

図面

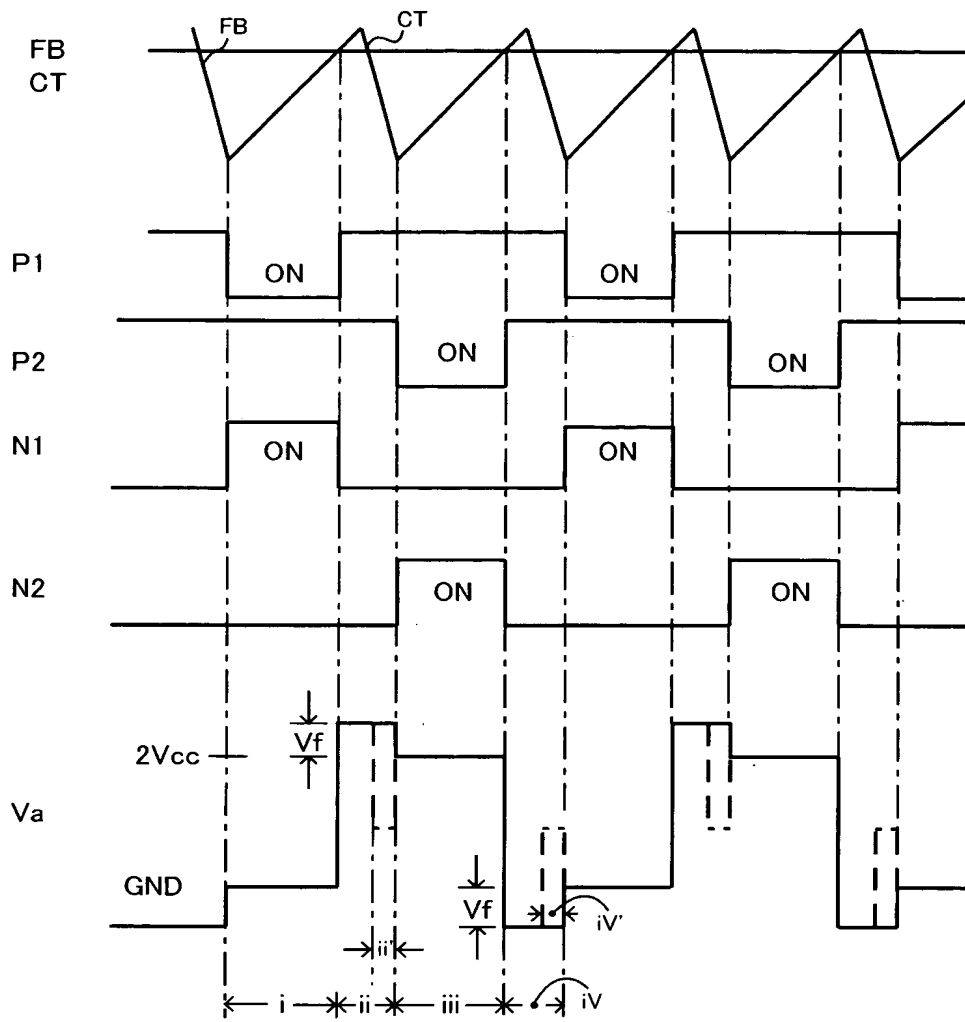
【圖 1】



【図 2】

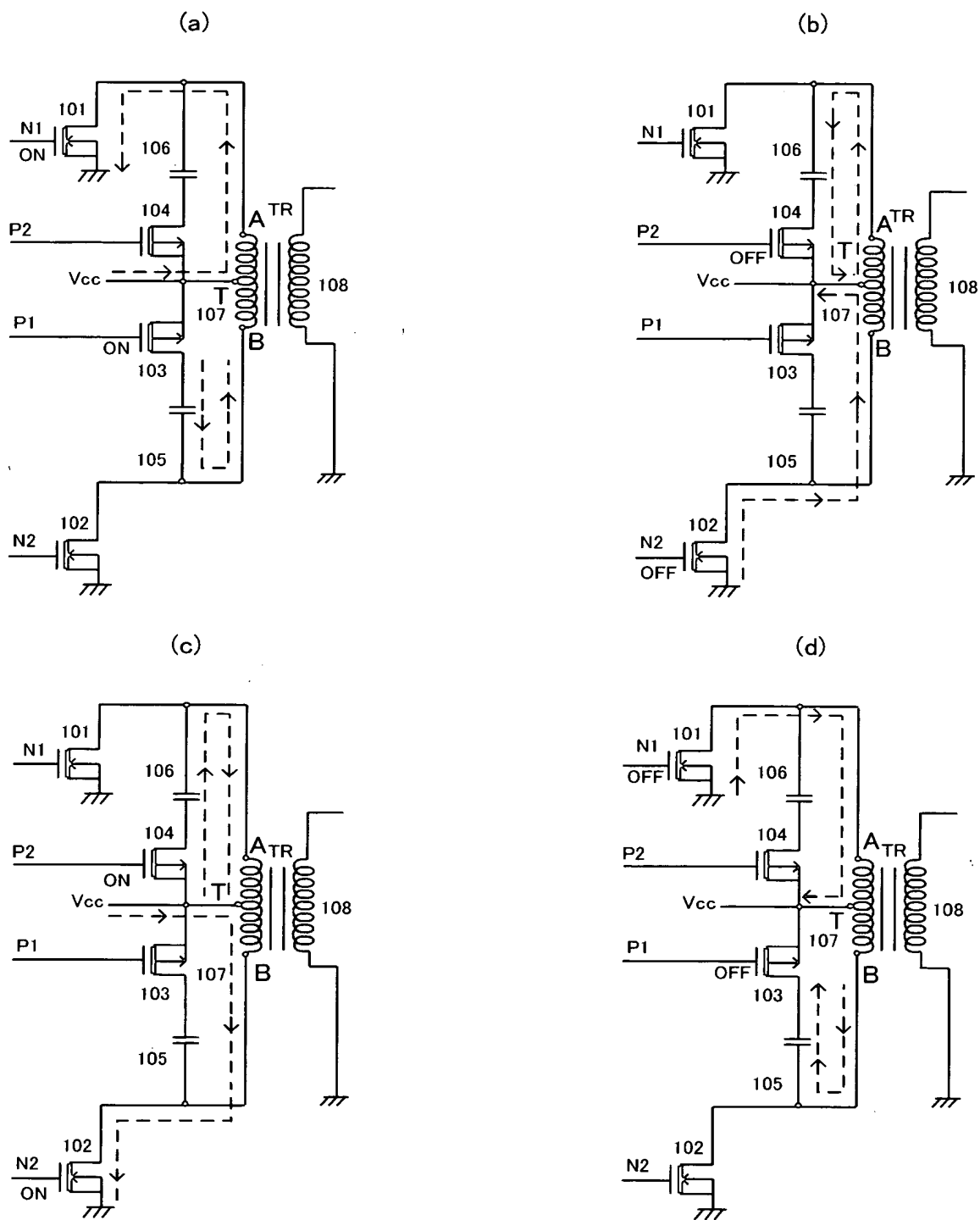


【図 3】



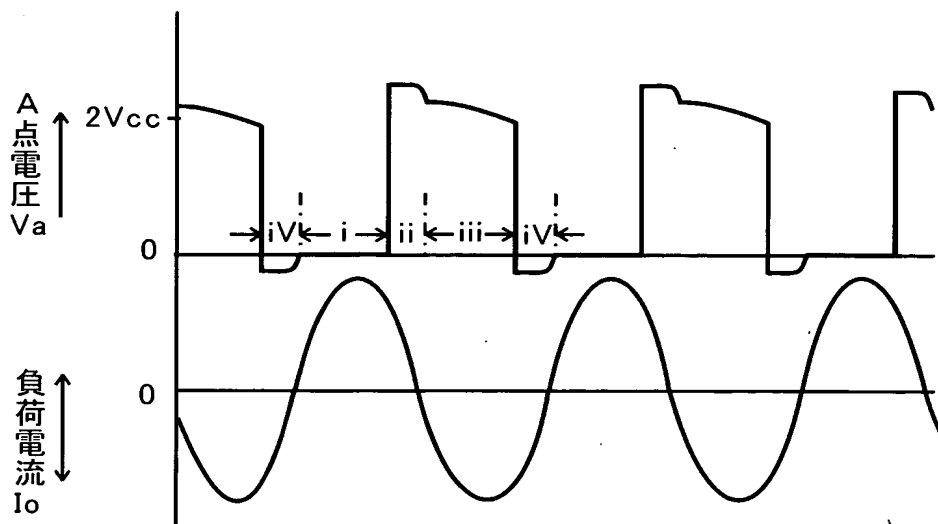


【図 4】

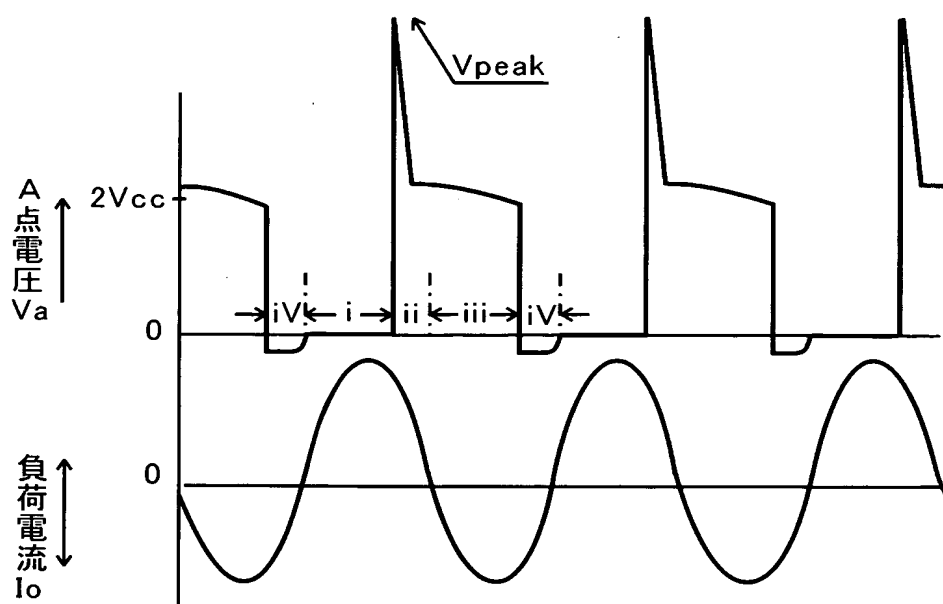


【図 5】

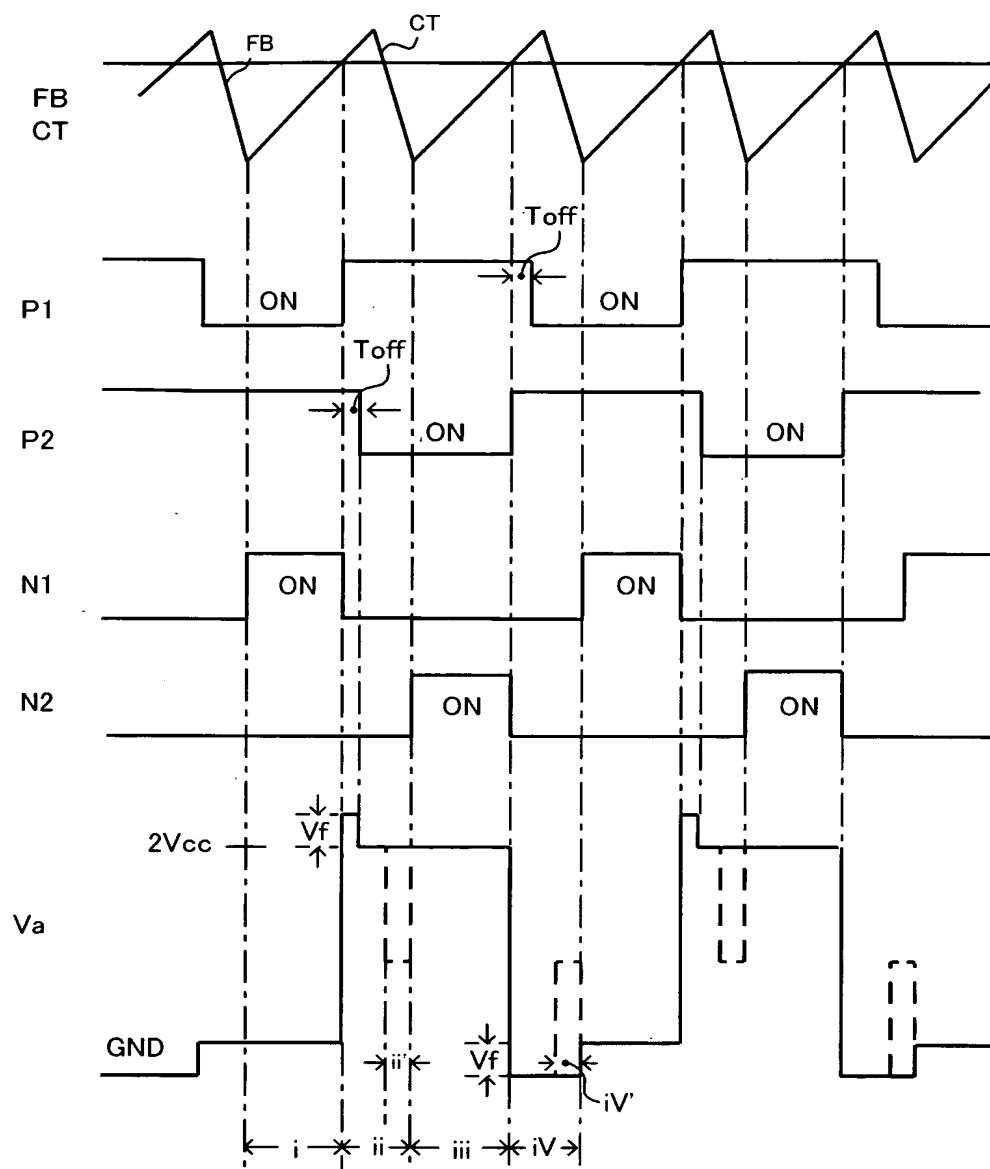
(a)



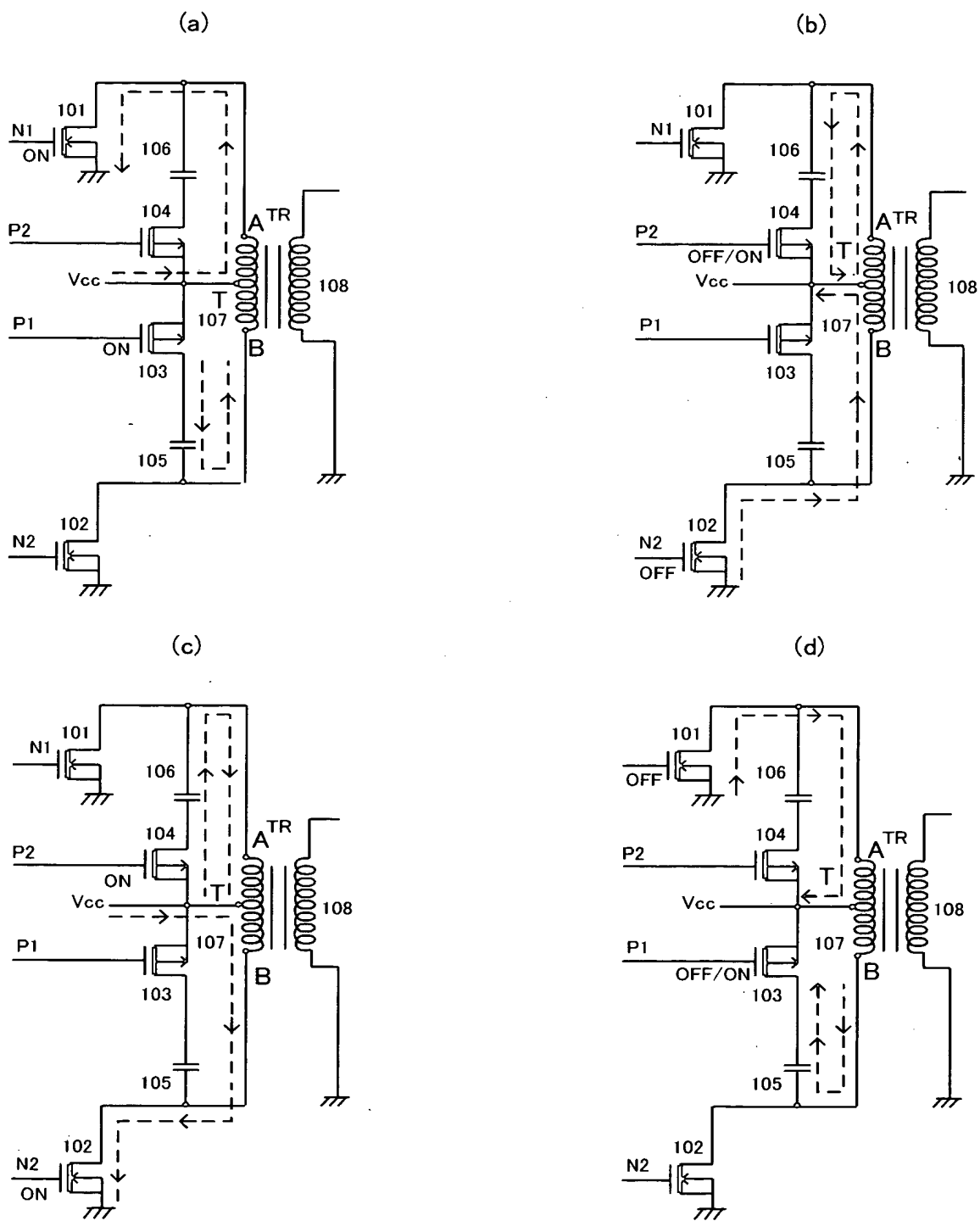
(b)



【図 6】

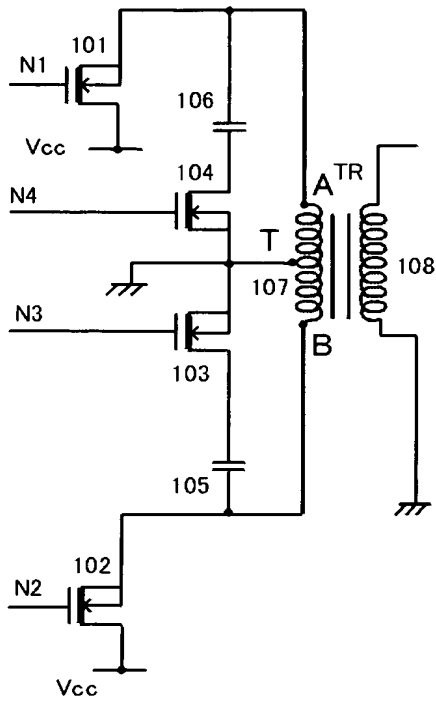


【図 7】





【図 10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 直流電圧が供給されるセンタータップ付き一次巻線を持つ変圧器を用いて、簡素な構成で、負荷への電力供給をきめ細かく調整可能にする、インバーターを提供すること。

【解決手段】 センタータップに直流電源電圧が供給され、その一次巻線の各端と共通電位点間に交互にオンされる第 1、第 2 半導体スイッチを設け、負荷に流れる電流を帰還して各半導体スイッチを P W M 制御する。また、一次巻線のセンタータップと両端間に、コンデンサと半導体スイッチとの直列回路をそれぞれを接続して、これら半導体スイッチを第 1、第 2 半導体スイッチと同期させてオンすることにより、切替時の異常な高電圧の発生を防止する。

【選択図】 図 1

特願 2 0 0 3 - 1 4 6 0 6 0

出 願 人 履 歷 情 報

識別番号

[ 0 0 0 1 1 6 0 2 4 ]

1. 変更年月日

1 9 9 0 年 8 月 2 2 日

[変更理由]

新規登録

住 所

京都府京都市右京区西院溝崎町 2 1 番地

氏 名

ローム株式会社